

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problems Mailbox.**

1. A digital broadcast receiver having a tuner for receiving digital broadcast, wherein the tuner comprises:

an IF signal demodulator for receiving a plurality of RF signals which differ in transmission rate, selecting one of them and converting it into an IF signal,

the IF signal demodulator comprising:

an RF signal input circuit for selecting one of the plurality of RF signals which differ in the transmission rate, amplifying it and outputting the amplified signal,

an IF signal converter circuit for receiving the output of the RF signal input circuit and outputting the IF signal, and

an oscillation circuit for oscillating a local oscillation signal for selecting one channel signal from the RF signals and supplying it to the IF signal converter circuit,

the oscillation circuit comprising:

a reference oscillation circuit for generating a reference oscillation signal which is a basis of an oscillation frequency of the local oscillation signal,

a variable oscillation circuit for generating the local oscillation signal,

a phase comparison controller for

receiving the reference oscillation signal and the local oscillation signal and outputting an amount of control which is a basis of an oscillation frequency to the variable oscillation circuit, and

loop gain variable means for receiving the output of the phase comparison controller, amplifying it with gain corresponding to the transmission rate and outputting the amplified signal to the variable oscillation circuit;

an I/Q signal demodulator for demodulating a base band signal including an I signal and a Q signal from the IF signal output from the IF signal demodulator; and

a control circuit for outputting a control signal for controlling the IF signal demodulator.

2. The digital broadcast receiver of claim 1, wherein the phase comparison controller comprises:

a first dividing circuit for dividing the oscillation frequency of the variable oscillation circuit to  $1/N$  ( $N$ : natural number);

a second dividing circuit for receiving the reference oscillation signal to divide its frequency to  $1/R$  ( $R$ : natural number); and

a phase comparator for phase comparing the output of the first dividing circuit with the output of the second dividing circuit, wherein

the oscillation circuit further comprises a loop

filter for smoothening the output of the phase comparator and outputting this smoothed output to the loop gain variable means, and wherein

when the gain of the loop gain variable means is represented by A, sensitivity of the variable oscillation circuit is represented by  $K_v$ , gain of the phase comparator circuit is represented by  $K\phi$ , a number of divisions of the divider is represented by N and the constant depending on the loop filter is represented by  $\alpha$ , the above gain A is selected according to the transmission rate based on a value which is predetermined to minimize fluctuations in loop gain  $K = (K_v \cdot K\phi \cdot A) \times \alpha/N$ .

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2000-13705

(P2000-13705A)

(43)公開日 平成12年1月14日(2000.1.14)

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>  
H 04 N 5/445  
H 03 L 7/10  
H 04 B 1/26  
H 04 L 27/22  
H 04 N 5/44

識別記号

F I  
H 04 N 5/445  
H 04 B 1/26  
H 04 N 5/44  
7/20  
H 03 L 7/10

テーマコード(参考)  
5 C 0 2 5  
H 5 C 0 6 4  
K 5 J 0 6 0  
5 K 0 0 4  
Z 5 K 0 2 0

審査請求 未請求 請求項の数10 OL (全 14 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号 特願平10-178973

(22)出願日 平成10年6月25日(1998.6.25)

(71)出願人 000005049

シャープ株式会社  
大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72)発明者 横山 敏美

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ  
ャープ株式会社内

(74)代理人 100064746

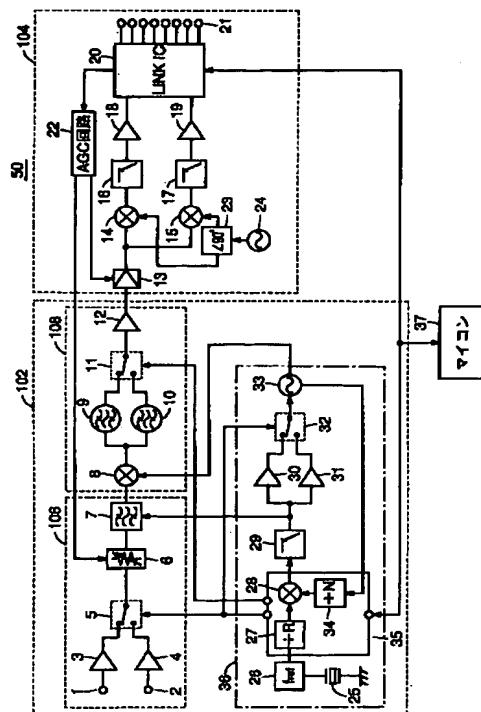
弁理士 深見 久郎

(54)【発明の名称】 デジタル放送受信機

(57)【要約】

【課題】 ループフィルタを再設計することなく任意のフェーズノイズ特性を得ることを可能としたデジタル放送受信機を提供する。

【解決手段】 ループフィルタ29の出力とVCO33との間にループゲインを可変にする手段を有し、マイコンによる伝送レートの切換えやプログラマブルデバイダの分周数Nの設定時に、マイコン、PLLシンセサイザIC、およびLINK ICのいずれから出力される制御信号によってループゲインを切換え、任意のフェーズノイズ特性を得る。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタル放送を受信するためのチューナ部を有するデジタル放送受信機であって、前記チューナ部は、伝送レートの異なる複数のRF信号を受け、いずれか1つのRF信号を選択してIF信号に変換するためのIF信号復調部を備え、前記IF信号復調部は、前記伝送レートの異なる複数のRF信号のいずれかを選択して増幅し出力するRF信号入力回路と、前記RF信号入力回路の出力を受けて前記IF信号を出力するIF信号変換回路と、前記RF信号から1つのチャンネルの信号を選択するための局部発振信号を発振し前記IF信号変換回路に供給する発振回路とを含み、前記発振回路は、前記局部発振信号の発振周波数の基準となる基準発振信号を発生する基準発振回路と、前記局部発振信号を生成する可変発振回路と、前記基準発振信号および前記局部発振信号を受けて前記可変発振回路に発振周波数の基準となる制御量を出力する位相比較制御部と、前記位相比較制御部の出力を受け、前記伝送レートに対応した利得で増幅し前記可変発振回路に与えるループゲイン可変手段とを含み、前記IF信号復調部から出力されるIF信号から、I信号とQ信号とを含むベースバンド信号を復調するためのI/Q信号復調部と、前記IF信号復調部を制御する制御信号を出力する制御回路とをさらに備える、デジタル放送受信機。

【請求項2】 前記位相比較制御部は、前記可変発振回路の発振周波数を $1/N$  (N:自然数)に分周する第1の分周回路と、前記基準発振信号を受けて $1/R$  (R:自然数)に分周する第2の分周回路と、前記第1の分周回路の出力と前記第2の分周回路の出力を受けて位相を比較する位相比較器とを含み、前記発振回路は、前記位相比較器の出力を平滑化し前記ループゲイン可変手段に与えるループフィルタをさらに含み、前記ループゲイン可変手段の利得をAとし、前記可変発振回路の感度を $K_v$ とし、前記位相比較回路の利得を $K_\phi$ とし、前記分周器の分周数をNとし、前記ループフィルタに依存する定数を $\alpha$ とすると、前記利得Aは、前記伝送レートおよび前記1つのチャンネルに対応してループゲイン $K = (K_v \cdot K_\phi \cdot A) \times \alpha / N$ の変動を少なくするよう予め決定された値にもとづいて、前記伝送レートおよび前記1つのチャンネルに応じて選択される、請求項1に記載のデジタル放送受信機。

【請求項3】 前記ループゲイン可変手段は、さらに、

前記1つのチャンネルに対応する前記局部発振周波数に対応した利得で前記位相比較制御部の出力を増幅し前記可変発振回路に与える、請求項1に記載のデジタル放送受信機。

【請求項4】 前記位相比較制御部は、前記可変発振回路の発振周波数を $1/N$  (N:自然数)に分周する第1の分周回路と、前記基準発振信号を受けて $1/R$  (R:自然数)に分周する第2の分周回路と、前記第1の分周回路の出力と前記第2の分周回路の出力を受けて位相を比較する位相比較器とを含み、前記発振回路は、前記位相比較器の出力を平滑化し前記ループゲイン可変手段に与えるループフィルタをさらに含み、前記ループゲイン可変手段の利得をAとし、前記可変発振回路の感度を $K_v$ とし、前記位相比較回路の利得を $K_\phi$ とし、前記分周器の分周数をNとし、前記ループフィルタに依存する定数を $\alpha$ とすると、前記利得Aは、前記伝送レートおよび前記1つのチャンネルに対応してループゲイン $K = (K_v \cdot K_\phi \cdot A) \times \alpha / N$ の変動を少なくするよう予め決定された値にもとづいて、前記伝送レートおよび前記1つのチャンネルに応じて選択される、請求項3に記載のデジタル放送受信機。

【請求項5】 デジタル放送を受信するためのチューナ部を有するデジタル放送受信機であって、前記チューナ部は、RF信号を受け、IF信号に変換するためのIF信号復調部を備え、前記IF信号復調部は、前記RF信号を増幅し出力するRF信号入力回路と、前記RF信号入力回路の出力を受けて前記IF信号を出力するIF信号変換回路と、前記RF信号から1つのチャンネルの信号を選択するための局部発振信号を発振し前記IF信号変換回路に供給する発振回路とを含み、前記発振回路は、前記局部発振信号の発振周波数の基準となる基準発振信号を発生する基準発振回路と、前記局部発振信号を発振する可変発振回路と、前記基準発振信号および前記局部発振信号を受けて前記可変発振回路に発振周波数の基準となる制御量を出力する位相比較制御部と、前記位相比較制御部の出力を受け、前記1つのチャンネルに対応する前記局部発振周波数に対応した利得で増幅し前記可変発振回路に与えるループゲイン可変手段とを含み、前記IF信号復調部から出力されるIF信号から、I信号とQ信号とを含むベースバンド信号を復調するためのI/Q信号復調部と、

外部からの指示に応じて前記IF信号復調部を制御する制御信号を出力する制御回路とをさらに備える、デジタル放送受信機。

【請求項6】 前記位相比較制御部は、前記可変発振回路の発振周波数を $1/N$ （N：自然数）に分周する第1の分周回路と、前記基準発振信号を受けて $1/R$ （R：自然数）に分周する第2の分周回路と、前記第1の分周回路の出力と前記第2の分周回路の出力を受けて位相を比較する位相比較器とを含み、前記発振回路は、前記位相比較器の出力を平滑化し前記ループゲイン可変手段に与えるループフィルタをさらに含み、前記ループゲイン可変手段の利得をAとし、前記可変発振回路の感度を $K_v$ とし、前記位相比較回路の利得を $K_\phi$ とし、前記分周器の分周数をNとし、前記ループフィルタに依存する定数を $\alpha$ とすると、前記利得Aは、前記1つのチャンネルに対応してループゲイン $K = (K_v \cdot K_\phi \cdot A) \times \alpha / N$ の変動を少なくするよう予め決定された値にもとづいて、前記1つのチャンネルに応じて選択される、請求項5に記載のデジタル放送受信機。

【請求項7】 前記ループゲイン可変手段は、前記制御信号に応じ利得を可変とすることができる可変利得増幅器を有する、請求項1、3および5いずれかに記載のデジタル放送受信機。

【請求項8】 前記ループゲイン可変手段は、利得の異なる複数の増幅器と、前記増幅器の出力のいずれか1つを前記制御信号に応じて前記可変発振回路に与える選択回路とを有する、請求項1、3および5いずれかに記載のデジタル放送受信機。

【請求項9】 前記ループゲイン可変手段は、前記制御信号に応じ減衰率を可変とすることができる減衰器を有する、請求項1、3および5いずれかに記載のデジタル放送受信機。

【請求項10】 前記ループゲイン可変手段は、減衰率の異なる複数の減衰器と、前記減衰器の出力のいずれか1つを前記制御信号に応じて前記可変発振回路に与える選択回路とを有する、請求項1、3および5いずれかに記載のデジタル放送受信機。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【発明の属する技術分野】 この発明は、デジタル放送あるいはデジタル通信に対応した受信機に関し、特にデジタル対応チューナユニットを備えるデジタル放送受信機に関する。

##### 【0002】

【従来の技術】 衛星を使ったテレビ放送の方式として、

アナログの映像信号と音声信号とをFM（Frequency Modulation：周波数変調）変調するアナログFM方式と、アナログの映像信号と音声信号とをデジタル化し、さらに圧縮した後のデータをQPSK（Quadrature Phase Shift Keying：4層位相偏移変調）などによりデジタル変調して伝送するデジタル変調方式とがある。

【0003】 現在、このデジタル変調方式を使用したデジタル放送は全世界的に急速に普及しつつあり、世界各地でさまざまな伝送レートを使用した放送が開始されている。従来20M～30Msp/sのシンボルレートでの放送が主流であったが、1M～6Msp/sといった低い伝送レートでの放送も始まっており、この低い伝送レートは通信用としても採用されている。

【0004】 一方では、市場のニーズから、「画像や音声の品質向上」、「多チャンネル化」が進んでおり、従来より広い周波数範囲を受信することが受信機に求められてきている。

【0005】 このように、受信機のマルチレート化、ワイドバンド化は近年のトレンドであったが、ここにきてチューナユニットの必須条件ともなりつつある。

【0006】 図6は、従来の衛星放送受信機のチューナ部100の簡単な回路ブロック図である。

【0007】 図6を参照して、チューナ部100は、アンテナ（LNB：Low Noise BlockDownconverter）から高周波（RF）信号を受け、ある1チャンネルの信号を選択して中間周波数（以下「IF」と呼ぶ）信号に変換するためのIF信号復調部102と、IF信号復調部102から出力されるIF信号からI（In-Phase）信号とQ（Quadrature）信号とを含むベースバンド信号を復調するためのI/Q信号復調部104と、IF信号復調部102およびI/Q信号復調部104を制御するマイコン37とを含む。

【0008】 IF信号復調部102は、LNBから入力されたRF信号を受けるRF信号入力回路106と、RF信号からある1チャンネルの信号を選択するための第1の局部発振信号を発振する周波数選択回路110と、第1の局部発振信号とRF信号とを混合してIF信号に変換するためのIF信号変換回路108とを含む。

【0009】 RF信号入力回路106は、LNBに接続されるRF信号入力コネクタ1、2と、RF信号入力コネクタ1、2からの2系統のRF信号をそれぞれ受け増幅するRF増幅器3、4と、RF増幅器3、4の出力を受けいずれか一方を周波数選択回路（PLL選局回路）110からの制御入力信号に応じて選択する入力信号切換回路5と、入力信号切換回路5により選択されたRF信号をAGC回路22から与えられる制御信号に従って入力を減衰させるためのRF-AGC用減衰器6と、周波数選択回路110から与えられる信号に基づき所定の帯域の信号のみを通過させるためのイメージ妨害除去用バンドパスフィルタ（BPF）7とを含む。イメ

ージ妨害除去用BPF7の出力はIF信号変換回路108に与えられる。

【0010】IF信号変換回路108は、イメージ妨害除去用BPF7の出力と周波数選択回路110から与えられる第1局部発振信号とを混合して2つの信号の周波数差と等しい周波数を有するIF信号を出力するためのミキサ8と、ミキサ8の出力を各々受けるIF帯域制限用バンドパスフィルタ9、10と、周波数選択回路110からの制御信号に応じてバンドパスフィルタ9、10のいずれかの出力を選択するIF帯域切換回路11と、IF帯域切換回路11によって選択された信号を受けて増幅してI/Q信号復調部104に与えるIF増幅器12とを含む。

【0011】周波数選択回路110は、水晶振動子25と、水晶振動子25に接続され基準周波数を発振する基準発振回路26と、第1局部発振信号を出力するVCO (Voltage Controlled Oscillator) 33と、マイコン37から与えられるデータに基づいてVCO33が出力する発振周波数を受け基準発振回路26の発振周波数と比較し制御信号を出力するPLLシンセサイザIC35と、PLLシンセサイザIC35の制御信号を受け制御電圧に変換しVCO33に与えるループフィルタ29とを含む。

【0012】PLLシンセサイザIC35は、基準発振回路26の発振する基準周波数を比較周波数まで $1/R$ に分周するためのリファレンスカウンタ27と、VCO33の発振周波数を $1/N$ に分周するプログラマブルデバイダ34と、リファレンスカウンタ27の出力とプログラマブルデバイダ34の出力を比較する位相比較器28とを含む。また、PLLシンセサイザIC35は、マイコン37からのデータに基づきスイッチ5およびスイッチ11に対して制御信号を出力する。

【0013】図7は、ループフィルタ29の構成を示す回路図の一例である。図7を参照して、ループフィルタ29は一例として、入力ノードN1と出力ノードNOとの間に接続された抵抗R1と、出力ノードNOと接地ノードとの間に接続されたキャパシタC1とを含む。

【0014】再び図6を参照して、I/Q信号復調部104は、IF増幅器12の出力を受けてAGC回路22の制御信号に応じて増幅するIF-AGC用可変利得増幅器13と、第2局部発振信号を発振する第2局部発振回路24と、第2局部発振信号を $90^\circ$ 位相を変化させる $90^\circ$ 移相器23と、AGC用可変利得増幅器13の

出力を受けて $90^\circ$ 移相器23から与えられる互いに $90^\circ$ 位相が異なった2つの第2局部発振信号とそれぞれ混合してI信号およびQ信号に復調して出力するための2つのベースバンドミキサ14、15と、ベースバンドミキサ14、15からそれぞれI信号、Q信号を受けるベースバンドローパスフィルタ(LPF)16、17と、ベースバンドローパスフィルタ16、17の出力をそれぞれ受けて増幅するベースバンド増幅器18、19と、ベースバンド増幅器18、19の出力を受けてマイコン37からの制御信号に応じてトランスポートストリームデータ出力端子21に出力するLINK IC20と、LINK IC20への入力信号レベルを一定に保つよう チューナユニットの利得(ゲイン)をフィードバック制御するためのAGC回路22とを含む。

【0015】図示しないが、LINK IC20は、A/Dコンバータ、デジタル復調器、FEC(誤り訂正演算器)を含んでいる。

【0016】異なる2つの伝送レートを受信するこのような衛星放送受信機においては、受信しようとする信号の伝送レートに応じてチューナ内部のIF帯域制限用バンドパスフィルタ9、10をIF帯域切換回路11により切換えることが可能であるが、周波数選択回路36のループ特性を伝送レートに応じて任意に制御する手段は持たない。

【0017】以降、位相雑音(キャリア近傍のノイズ)の周波数スペクトラムをフェーズノイズ特性と称すると、したがって、I/Q出力の信号純度を表わすフェーズノイズ特性は常に一定であるが、チューナユニットに要求されるフェーズノイズ特性は伝送レートごとに異なるため、受信機のトータル性能を表わすビットエラーレート(BER)特性が、伝送レートによって劣化する可能性がある。

【0018】

【発明が解決しようとする課題】チューナのフェーズノイズ特性は主としてPLL(Phase Locked Loop)ループ特性に支配されるが、ループ特性を決定する重要なパラメータである自然角周波数 $\omega_n$ 、ダンピングファクタ $\zeta$ は、図7に示したループフィルタ回路の場合、次式で表わされる。

【0019】

【数1】

$$\dots (1)$$

【数2】

$$\dots (2)$$

【0020】

$$\text{ダンピングファクタ } \xi = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_n}{K}$$

【0021】( $\tau$ はループフィルタ定数によって決まる)

時定数) 自然角周波数 $\omega_n$ 、ダンピングファクタ $\zeta$ はい

ずれもループゲインKの関数として表わされる。

【0022】図8は、フェーズノイズがループゲインKに依存する例を示すグラフである。図8を参照して、ループゲインKが一定であればフェーズノイズも一定であり、ループゲインKが変われば追従してフェーズノイズも変化する。

【0023】VCOの出力波形には、発振周波数を中心

$$\text{ループ帯域幅 } LPW = \sqrt{\frac{K}{\tau}}$$

【0025】したがって、ループフィルタにより抑圧できるフェーズノイズの周波数帯域幅は、湖ればループゲインKの値に依存する。その様子をあらわしたのが、縦軸に電力、横軸に  $f_{VCO}$  からのオフセット周波数  $\Delta f$  をプロットした図8のグラフである。

【0026】ループゲインKが大きいときは図8のL1で表わしたグラフの特性となり、ループゲインKが小さいときは、L2で表わしたグラフの特性となる。

【0027】一般的にデジタル復調回路がチューナユニットに要求するフェーズノイズ特性としては、低い伝送レートであればあるほど第1局部発振周波数の低オフセット周波数領域に高い信号純度が求められ、一方、受信信号の伝送レートが高い場合はより高いオフセット周波数領域に高い信号純度が求められる。

【0028】すなわち、各々の伝送レートに応じて最適なフェーズノイズ特性を与える必要がある。

【0029】しかしながら、1台のユニットで異なる伝送レート、たとえば 60 Msp/s の信号と 1 Msp/s の信号とを受信する従来のデジタル送受信用チューナでは、周波数選択回路 110 内部にループゲインKを任意

$$\text{VCO感度 } K_v = 2\pi \cdot \frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{TUN}}$$

… (3)

に制御する手段を持たないため、フェーズノイズ特性は一定であり変えることはできない。このような場合は2つの伝送レートの両方に適合するPLLループフィルタを設計するのは非常に困難であり、ビットエラーレート(BER)の劣化は避けられない。

【0030】図9は、従来のチューナユニットを使用したデジタル復調回路のBER特性の一例を示す図である。

【0031】図9において、縦軸はBER、横軸はEb/N<sub>0</sub>であり、Ebは1ビットあたりの信号エネルギー、N<sub>0</sub>は雑音電力密度である。

【0032】また、ワイドバンドチューナにおいては、広い発振周波数範囲を持つ第1局部発振回路(通常はVCO)が要求されるが、このとき、同調電圧V<sub>TUN</sub>に対する発振周波数f<sub>osc</sub>のリニアリティはしばしば失われてしまう。

【0033】この場合、VCO感度K<sub>v</sub>は次式で表わされる。

【0034】

【数4】

… (4)

場合分周数Nは次式で表わされ、

【0036】

【数5】

… (5)

値) この場合ループゲインKは次式で表わされる。

【0038】

【数6】

… (6)

の選局周波数に依存するループゲインKの変化により、理想的には各選局周波数にて不変であるべきフェーズノイズ特性も変化してしまうという問題点があつた。

【0040】そこで、この発明の目的は、ループフィル

【0037】(f<sub>osc</sub>はVCOの発振周波数、f<sub>ref</sub>は基準発振周波数、Rはリファレンスカウンタ27の分周数、f<sub>ref</sub>/Rはステップ周波数と呼ばれる通常は固定

$$K = \frac{K_v \cdot K_\phi}{N} \times \alpha$$

【0039】(K<sub>φ</sub>は位相比較器の変換利得、αはフィルタの構成や定数によって決まる因子) すなわち式

(5) で表わされる分周数Nは増加し、式(6)で表わされるループゲインKにはVCO感度K<sub>v</sub>の減少が重畠され、結果としてループゲインKは大きく減少する。こ

タの出力とVCOとの間にループゲインを可変にする手段を有し、マイコンによる伝送レートの切換えやプログラマブルデバイダの分周数Nの設定時に、マイコン、PLLシンセサイザIC、およびLINK ICのいずれかから出力される制御信号によってループゲインを切換え、ループフィルタを再設計することなく任意のフェーズノイズ特性を得ることを可能としたデジタル放送受信機を提供することである。

#### 【0041】

【課題を解決するための手段】請求項1に記載のデジタル放送受信機は、デジタル放送を信するためのチューナ部を有するデジタル放送受信機であって、チューナ部は、伝送レートの異なる複数のRF信号を受け、いずれか1つのRF信号を選択してIF信号に変換するためのIF信号復調部を備え、IF信号復調部は、伝送レートの異なる複数のRF信号のいずれかを選択して増幅し出力するRF信号入力回路と、RF信号入力回路の出力を受けてIF信号を出力するIF信号変換回路と、RF信号から1つのチャンネルの信号を選択するための局部発振信号を発振しIF信号変換回路に供給する発振回路とを含み、発振回路は、局部発振信号の発振周波数の基準となる基準発振信号を発生する基準発振回路と、局部発振信号を生成する可変発振回路と、基準発振信号および局部発振信号を受けて可変発振回路に発振周波数の基準となる制御量を出力する位相比較制御部と、位相比較制御部の出力を受け、伝送レートに対応した利得で増幅し可変発振回路に与えるループゲイン可変手段とを含み、IF信号復調部から出力されるIF信号から、I信号とQ信号とを含むベースバンド信号を復調するためのI/Q信号復調部と、IF信号復調部を制御する制御信号を出力する制御回路とをさらに備える。

【0042】請求項2に記載のデジタル放送受信機は、請求項1に記載のデジタル放送受信機の構成に加えて、位相比較制御部は、可変発振回路の発振周波数を $1/N$ (N:自然数)に分周する第1の分周回路と、基準発振信号を受けて $1/R$ (R:自然数)に分周する第2の分周回路と、第1の分周回路の出力と第2の分周回路の出力を受けて位相を比較する位相比較器とを含み、発振回路は、位相比較器の出力を平滑化しループゲイン可変手段に与えるループフィルタをさらに含み、ループゲイン可変手段の利得をAとし、可変発振回路の感度をKvとし、位相比較回路の利得をKφとし、分周器の分周数をNとし、ループフィルタに依存する定数をαとすると、利得Aは、伝送レートに対応してループゲインK =  $(K_v \cdot K_\phi \cdot A) \times \alpha / N$ の変動を少なくするよう予め決定された値にもとづいて、伝送レートに応じて選択される。

【0043】請求項3に記載のデジタル放送受信機は、請求項1に記載のデジタル放送受信機の構成において、ループゲイン可変手段は、さらに、1つのチャンネルに

対応する局部発振周波数に対応した利得で位相比較制御部の出力を増幅し可変発振回路に与える。

【0044】請求項4に記載のデジタル放送受信機は、請求項3に記載のデジタル放送受信機の構成に加えて、位相比較制御部は、可変発振回路の発振周波数を $1/N$ (N:自然数)に分周する第1の分周回路と、基準発振信号を受けて $1/R$ (R:自然数)に分周する第2の分周回路と、第1の分周回路の出力と第2の分周回路の出力を受けて位相を比較する位相比較器とを含み、発振回路は、位相比較器の出力を平滑化しループゲイン可変手段に与えるループフィルタをさらに含み、ループゲイン可変手段の利得をAとし、可変発振回路の感度をKvとし、位相比較回路の利得をKφとし、分周器の分周数をNとし、ループフィルタに依存する定数をαとすると、利得Aは、伝送レートおよび1つのチャンネルに対応してループゲインK =  $(K_v \cdot K_\phi \cdot A) \times \alpha / N$ の変動を少なくするよう予め決定された値にもとづいて、伝送レートおよび1つのチャンネルに応じて選択される。

【0045】請求項5に記載のデジタル放送受信機は、デジタル放送を受信するためのチューナ部を有するデジタル放送受信機であって、チューナ部は、RF信号を受け、IF信号に変換するためのIF信号復調部を備え、IF信号復調部は、RF信号を増幅し出力するRF信号入力回路と、RF信号入力回路の出力を受けてIF信号を出力するIF信号変換回路と、RF信号から1つのチャンネルの信号を選択するための局部発振信号を発振しIF信号変換回路に供給する発振回路とを含み、発振回路は、局部発振信号の発振周波数の基準となる基準発振信号を発生する基準発振回路と、局部発振信号を発振する可変発振回路と、基準発振信号および局部発振信号を受けて可変発振回路に発振周波数の基準となる制御量を出力する位相比較制御部と、位相比較制御部の出力を受け、1つのチャンネルに対応する局部発振周波数に対応した利得で増幅し可変発振回路に与えるループゲイン可変手段とを含み、IF信号復調部から出力されるIF信号から、I信号とQ信号とを含むベースバンド信号を復調するためのI/Q信号復調部と、外部からの指示に応じてIF信号復調部を制御する制御信号を出力する制御回路とをさらに備える。

【0046】請求項6に記載のデジタル放送受信機は、請求項5に記載のデジタル放送受信機の構成に加えて、位相比較制御部は、可変発振回路の発振周波数を $1/N$ (N:自然数)に分周する第1の分周回路と、基準発振信号を受けて $1/R$ (R:自然数)に分周する第2の分周回路と、第1の分周回路の出力と第2の分周回路の出力を受けて位相を比較する位相比較器とを含み、発振回路は、位相比較器の出力を平滑化しループゲイン可変手段に与えるループフィルタをさらに含み、ループゲイン可変手段の利得をAとし、可変発振回路の感度をKv

とし、位相比較回路の利得を $K_\phi$ とし、分周器の分周数をNとし、ループフィルタに依存する定数を $\alpha$ とする。利得Aは、1つのチャンネルに対応してループゲイン $K = (K_v \cdot K_\phi \cdot A) \times \alpha / N$ の変動を少なくするよう予め決定された値にもとづいて、1つのチャンネルに応じて選択される。

【0047】請求項7に記載のデジタル放送受信機は、請求項1、3および5いずれかに記載のデジタル放送受信機の構成に加えて、ループゲイン可変手段は、制御信号に応じ利得を可変とすることができる可変利得増幅器を有する。

【0048】請求項8に記載のデジタル放送受信機は、請求項1、3および5いずれかに記載のデジタル放送受信機の構成に加えて、ループゲイン可変手段は、利得の異なる複数の増幅器と、増幅器の出力のいずれか1つを制御信号に応じて可変発振回路に与える選択回路とを有する。

【0049】請求項9に記載のデジタル放送受信機は、請求項1、3および5いずれかに記載のデジタル放送受信機の構成に加えて、ループゲイン可変手段は、制御信号に応じ減衰率を可変とすることができる減衰器を有する。

【0050】請求項10に記載のデジタル放送受信機は、請求項1、3および5いずれかに記載のデジタル放送受信機の構成に加えて、ループゲイン可変手段は、減衰率の異なる複数の減衰器と、減衰器の出力のいずれか1つを制御信号に応じて可変発振回路に与える選択回路とを有する。

#### 【0051】

【発明の実施の形態】以下において、本発明の実施の形態を図面を参照して詳しく説明する。なお、図中同一符号は同一または相当部分を示す。

【0052】【実施の形態1】図1は、本発明の実施の形態1のデジタル放送受信機のチューナ部50のブロック図である。

【0053】図1を参照して、チューナ部50は、アンテナ(LNB)からRF信号を受け、ある1チャンネルの信号を選択してIF信号に変換するためのIF信号復調部102と、IF信号復調部102から出力されるIF信号からI信号とQ信号とを含むベースバンド信号を復調するためのI/Q信号復調部104と、IF信号復調部102およびI/Q信号復調部104を制御するマイコン37とを含む。

【0054】IF信号復調部102は、LNBから入力されたRF信号を受けるRF信号入回路106と、RF信号からある1チャンネルの信号を選択するための第1の局部発振信号を発振する周波数選択回路36と、第1の局部発振信号とRF信号とを混合してIF信号に変換するためのIF信号変換回路108とを含む。

#### 【0055】RF信号入回路106は、LNBに接続

されるRF信号入力コネクタ1、2と、RF信号入力コネクタ1、2から2系統のRF信号をそれぞれ受けて増幅するRF増幅器3、4と、RF増幅器3、4の出力を受けいずれか一方を周波数選択回路36からの制御入力信号に応じて選択する入力信号切換回路5と、入力信号切換回路5により入力されたRF信号をAGC回路22から与えられる制御信号に従って入力を減衰させるためのRF-AGC用減衰器6と、周波数選択回路110から与えられる信号に基づき所定の帯域の信号のみを通過させるためのイメージ妨害除去用BPF7とを含む。イメージ妨害除去用BPF7の出力はIF信号変換回路108に与えられる。

【0056】IF信号変換回路108は、イメージ妨害除去用BPF7の出力と周波数選択回路36から与えられる第1局部発振信号とを混合して2つの信号の周波数差と等しい周波数を有するIF信号を出力するためのミキサ8と、ミキサ8の出力を各々受けるIF帯域制限用バンドパスフィルタ9、10と、周波数選択回路36からの制御信号に応じてバンドパスフィルタ9、10のいずれかの出力を選択するIF帯域切換回路11と、IF帯域切換回路11によって選択された信号を受けて増幅してI/Q信号復調部104に与えるIF増幅器12とを含む。

【0057】周波数選択回路36は、水晶振動子25と、水晶振動子25に接続され基準周波数を発振する基準発振回路26と、第1局部発振信号を出力するVCO33と、マイコン37から与えられるデータに基づいてVCO33が outputする発振周波数を受け基準発振回路26の発振周波数と比較し制御信号を出力するPLLシンセサイザIC35と、PLLシンセサイザIC35の制御信号を受け制御電圧に変換するループフィルタ29と、ループフィルタ29の出力を受け増幅する利得の異なる2個のアンプ30、31と、アンプ30、31の出力を受けPLLシンセサイザIC35の出力ポートからの制御信号に応じていずれかの出力をVCO33に与えるループゲイン切換回路32とを含む。

【0058】PLLシンセサイザIC35は、基準発振回路26の発振する基準周波数を比較周波数まで $1/R$ に分周するためのリファレンスカウンタ27と、VCO33の発振周波数を $1/N$ に分周するプログラマブルデバイダ34と、リファレンスカウンタ27の出力とプログラマブルデバイダ34の出力を比較する位相比較器28とを含む。また、PLLシンセサイザIC35は、マイコン37からのデータに基づきスイッチ5、32およびスイッチ11に対し制御信号を出力する。

【0059】I/Q信号復調部104は、IF増幅器12の出力を受けてAGC回路22の制御信号に応じて増幅するAGC用可変利得増幅器13と、第2局部発振信号を発振する第2局部発振回路24と、第2局部発振信号を $90^\circ$ 位相を変化させる $90^\circ$ 移相器23と、AG

C用可変利得増幅器13の出力を受けて90°移相器23から与えられる互いに90°位相が異なった2つの第2局部発振信号とそれぞれ混合してI信号およびQ信号に復調して出力するためのミキサ14、15と、ミキサ14、15からそれぞれI信号、Q信号を受けるベースバンドローパスフィルタ16、17と、ベースバンドローパスフィルタ16、17の出力をそれぞれ受けて増幅するベースバンド増幅器18、19と、ベースバンド増幅器18、19の出力を受けてマイコン37からの制御信号に応じてトランスポートストリームデータ出力を出力端子21に出力するLINK IC20と、LINK IC20への入力信号レベルを一定に保つようにチュナユニットの利得をフィードバック制御するためのAGC回路22とを含む。

【0060】図示しないがLINK IC20は、A/Dコンバータ、QPSK復調回路、FEC（誤り訂正演算器）を含んでいる。

【0061】次に、図6で説明した従来のデジタル放送受信機との違いについて簡単に述べる。

【0062】実施の形態1のデジタル放送受信機のチュナ部50は、周波数選択回路36内のループフィルタ29とVCO33間に挿入された利得の異なる2個のアンプを使用し、入力されるRF信号に応じてループゲインを切換える。この切換えはループゲイン切換回路32により行なわれ、ループゲイン切換回路32の制御はRF信号を受ける入力コネクタ1、2のいずれかを選択する入力信号切換回路5を制御する制御信号と同じタイミングでPLLシンセサイザIC35の出力ポートに出力される信号を用いて切換えが行なわれる。増幅器30、31の利得は、各々のRF信号の伝送レートにおいて最適なフェーズノイズ特性が得られるよう予め最適化されている。

【0063】この利得をAとすると、(6)式で表わされるループゲインKは、次式で表わされる。

【0064】

【数7】

$$K = \frac{K_v \cdot K_\phi \cdot A}{N} \times \alpha \quad \cdots (7)$$

【0065】なお、希望するフェーズノイズ特性となるよう、予め各々の伝送レートと利得Aの制御値の相関関係を取得しておき、この情報をマイコン等の記録装置に書込んでおく。たとえば、「信号1を受信するときは利得AはA<sub>1</sub>に設定し、信号n（n：自然数）を受信するときは利得AはA<sub>n</sub>に設定する」といった制御を行なう。A<sub>n</sub>はチュナごとに最適化されて用いられる。

【0066】したがって、実施の形態1のデジタル放送受信機では、ループフィルタの出力段に利得の異なる増幅器を複数有し、受信信号の選択時に伝送レートに相関して利得を制御することにより、それぞれの伝送レート

に対して適切なフェーズノイズ特性を得ることが可能となる。したがって、各伝送レートの信号に最適なフェーズノイズ特性を有するI/Q信号出力をQPSK復調回路へ伝えることが可能となる。さらには、いかに伝送レートのかけ離れた複数の信号を1台のチューナで受信しようとも、その各々の受信時においてBER特性の劣化を抑えることができ、安定した受信が可能となる。

【0067】【実施の形態1の変形例1】図2は、実施の形態1の変形例1のデジタル放送受信機におけるチュナ部60のブロック図である。

【0068】図2を参照して、実施の形態1の変形例1におけるチュナ部60は増幅器30、31の出力を選択するループゲイン切換回路32の制御をIF帯域幅を決定するバンドパスフィルタ9、10のIF帯域切換回路11と連動して切換える点が実施の形態1の場合と異なる。他の点は実施の形態1の場合と同様であるので説明は繰返さない。

【0069】図2で示した回路構成としても実施の形態1の場合と同様な効果がえられる。なお本発明の特徴は、入力信号の伝送レートに相関してループゲインを可変する点にあり、他にもさまざまな変形例が考えられ、図1、図2で示した回路に限定されるものではない。

【0070】【実施の形態2】図3は、本発明の実施の形態2のデジタル放送受信機のチュナ部70の構成を示すブロック図である。

【0071】図3を参照して、IF信号復調部102が、RF信号入力回路106に変えてRF信号入力回路112を含み、IF信号変換回路108に変えてIF信号変換回路114を含み、周波数選択回路36に変えて周波数選択回路44を含む点が実施の形態1と異なっている。

【0072】RF信号入力信号112は、LNBに接続されるRF信号入力コネクタ1と、RF信号入力コネクタ1からRF信号を受けて増幅するRF増幅器3と、RF増幅器3の出力を受けAGC回路22から与えられる制御信号に従って入力を減衰させるためのRF-AGC用減衰器6と、周波数選択回路44から与えられる信号に基づき所定の帯域の信号のみを通過させるためのバンドパスフィルタ7とを含む。バンドパスフィルタ7の出力はIF信号変換回路114に与えられる。

【0073】IF信号変換回路114は、バンドパスフィルタ7の出力と周波数選択回路44から与えられる第1局部発振信号とを混合して2つの信号の周波数と等しい周波数を有するIF信号を出力するためのミキサ8と、ミキサ8の出力を受けるIF帯域制限用バンドパスフィルタ9と、バンドパスフィルタ9の出力を增幅してI/Q信号復調部104に与えるIF増幅器12とを含む。

【0074】周波数選択回路44は、RF信号入力回路112およびIF信号変換回路114に入力されるRF

信号が1系統であり、信号切換用の制御信号を必要としないためこの制御信号を出力していない点が実施の形態1の周波数選択回路36の場合と異なる。他の構成は実施の形態1のチューナ部50と同様であるので説明は繰返さない。

【0075】チューナ部70は、マイコン37からPLLシンセサイザIC35に出力されるポート切換命令に従い、利得の制御が行なわれる。

【0076】受信すべき全周波数範囲を2つに分割し、ある周波数を境にアンプ30、31を切換えることによりローエンド周波数とハイエンド周波数との間でのループゲインKの変化量を1/2に抑えることができる。

【0077】受信した信号の受信周波数は、VCO発振周波数とのミキシングによりIF周波数にダウンコンバートされる。これらには以下の関係がある。

$$(VCO\text{発振周波数}) - (\text{受信周波数}) = (\text{IF周波数})$$

$$(VCO\text{発振周波数}) = (\text{ステップ周波数}) \times (\text{分周数} N)$$

たとえば、受信範囲：950MHz～2150MHz、IF周波数480MHz、VCO発振周波数可変範囲1430MHz～2630MHz、ステップ周波数：100kHz、のチューナにおいて分周数Nは14300/0.1=14300から26300/0.1=26300まで変化するため、ローエンド周波数におけるループゲインKは、ハイエンド周波数の場合と比べて26300/14300=1.8すなわち1.8倍に大きくなる。

【0078】一般的にはこれにVCO感度K<sub>v</sub>の変化が重畠されるため、ループゲインKの変化量はさらに大きくなる。この場合において、たとえば、分周数N=20300を境に分周数Nの小さい側では低いゲインの増幅器に、分周数Nの高い側では高いゲインの増幅器に切換えることにより、ループゲインKの変化を1/2に抑え、フェーズノイズ特性が大きく変化してしまうのを防ぐ。このとき、各々のアンプのゲインは各周波数範囲において予め最適化されたものを用いる。

【0079】分周数Nの値は、マイコン37からPLLシンセサイザIC35にデータラインより送られるため、出力ポートの切換命令もこの直前のタイミングでマイコン37からPLLシンセサイザIC35へ同じデータラインより送られる。

【0080】仮に1GHz～2GHzのPLL系においてK<sub>v</sub>/Nが周波数に対してリニアに変化するとする。利得Aを無段階に変化させることができれば周波数を変えても（NやK<sub>v</sub>が変化しても）、Kを完全に一定に保つことも可能である。

【0081】利得Aを2段階に変化させることができれば利得Aが固定の時と比べてループゲインKの変化量を1/2にできる。

【0082】同様にM段階に変化させることができるシ

ステムであればループゲインKの変化量を1/Mに抑えことができる。つまり、增幅器30、31と並列に利得の異なるM個の増幅器を設ける回路とすれば、受信周波数もM個に分割し各周波数範囲において適切にアンプを切換えることによりループゲインKの変化量は1/Mに抑えられる。

【0083】なお、フェーズノイズ特性が一定となるよう、予め各々の分周数Nと利得Aの制御値の相関関係を取得しておき、この情報をマイコン等の記録装置に書き込んでおく。たとえば、「分周数NがN<sub>1</sub>、N<sub>2</sub>のときは利得AはA<sub>1</sub>に設定し、分周数NがN<sub>n-1</sub>、N<sub>n</sub>（n：自然数）のときは利得AはA<sub>n</sub>に設定する」といった制御を行なう。N<sub>n</sub>、A<sub>n</sub>はチューナごとに最適化されて用いられる。

【0084】したがって、実施の形態2のデジタル方送受信機では、いかに受信周波数範囲がワイドであろうとも受信周波数ごとにI/Q出力信号のフェーズノイズ特性が変化することなく安定したBER特性を得ることが可能となる。

【0085】【実施の形態3】図4は、実施の形態3のデジタル放送受信機のチューナ部80の構成を示すプロック図である。図4を参照して、チューナ部80は、周波数選択回路36に変えて周波数選択回路46を含み、周波数選択回路46にマイコン37からの制御信号に応じて制御電圧を出力するDAC（DAコンバータ）回路38をさらに備える点で実施の形態1のチューナ部50と異なる。

【0086】周波数選択回路46は、ローパスフィルタ29の出力を受ける2つの増幅器30、31および2つの増幅器の出力信号のいずれかを選択するスイッチ32に変えて、DAC（DAコンバータ）回路38から制御電圧を受けて利得を可変とすることが可能な可変増幅器39を含む点が図1の周波数選択回路36の場合と異なる。他の部分は図1で説明した実施の形態1のチューナ部50と同様であるので説明は繰返さない。

【0087】実施の形態3のチューナ部80では、ループゲインKの制御手段としてマイコン37に外部接続あるいは内蔵されたDAC回路38により制御される利得可変増幅器39により、実施の形態1で示した伝送レートの異なる2つのRF信号に対応するループゲインKの調整と、選局周波数がローエンド周波数の場合とハイエンド周波数の場合とでループゲインKを一定にするような調整とを統合することができ、回路を簡素化できる。

【0088】まず、入力信号の選択命令、すなわちスイッチ5やスイッチ11の切換命令と同時に、可変増幅器39の利得は、入力信号の伝送レートに相関してマイコンからの制御電圧により予め最適化された値に設定される。その後、選局周波数に応じてループゲインが一定となるよう可変増幅器39の利得の微調整を行なう。

【0089】実施の形態3に示したチューナ部80にお

いては、可変増幅器39の利得を制御するためのD A C回路38の出力電圧はマイコン37により任意に設定可能である。これにより可変増幅器39の利得は連続的に変化させることも可能であるため、ループゲインKはきめ細かく調整することができほぼ一定に保つことも可能となる。

【0090】[実施の形態4] 図5は、実施の形態4のデジタル放送受信機で用いられるチューナ部90の構成を示すブロック図である。

【0091】図5を参照して、実施の形態5におけるチューナ部90は、図1に示した周波数選択回路36に変えて周波数選択回路48を含み、周波数選択回路48は、アンプ30、31に変えて抵抗器40、41を有する点が実施の形態1の場合と異なる。

【0092】チューナ部90は、ループフィルタ29とVCO33との間に挿入された抵抗器40、41を切換えることにより、ループゲインKの減衰量を制御している。

【0093】図5では、スイッチ32の切換制御はマイコン37が直接行なっているが、たとえばチューナユニットに内蔵されているPLLシンセサイザIC35やLINK IC20の出力ポートを使用すれば、チューナユニットの端子追加を行なうことなく実施可能である。

【0094】抵抗器40、41を使用したアンテナによる減衰量は予め伝送レート、あるいは受信周波数において最適化された値に設定される。

【0095】実施の形態4のチューナ部は可変増幅器に比して安価な可変アンテナを使用することより、より安価なチューナユニットを供給することが可能となる。

【0096】また、実施の形態4のチューナ部はループ内のアンテナによってループゲインを減衰させる方向へ制御するので系が不安定になり難い。したがって、フィードバック制御系の安定性を判断するファクタであるゲイン余裕がPLLループにおいて少ないシステムへの応用において特に有効である。

【0097】今回開示された実施の形態はすべての点で例示であって制限的なものではないと考えられるべきである。本発明の範囲は上記した説明ではなくて特許請求の範囲によって示され、特許請求の範囲と均等の意味および範囲内でのすべての変更が含まれることが意図される。

#### 【0098】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、デジタル放送用チューナにおいて数十M s p s の通常レートの信号から数M s p s の低レートの信号を1パッケージのチューナで受信することが可能となる。従来、通常レート用もしくは低レート用といったような専用のフロントエンドが必要であったが、これらを使い分ける必要がなくなるため全世界対応のSet Top Box（屋内据置

型の放送受信機）を設計する場合には好都合である。

【0099】また、受信周波数範囲での均一なフェーズノイズ特性の実現は、特にワイドバンドチューナにおいて、PLLループフィルタの最適化を容易にし、かつ安定な受信性能を得る点において有効である。

【0100】しかも、上記2点を同時に要求されるシステムにおいては、簡単で安価なユニットを提供できる。

#### 【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施の形態1のデジタル放送受信機のチューナ部50の構成を示すブロック図である。

【図2】実施の形態1の変形例1のデジタル放送受信機のチューナ部60の構成を示すブロック図である。

【図3】実施の形態2のデジタル放送受信機のチューナ部70の構成を示すブロック図である。

【図4】実施の形態3のデジタル放送受信機のチューナ部80の構成を示すブロック図である。

【図5】実施の形態4のデジタル放送受信機のチューナ部90の構成を示すブロック図である。

【図6】従来のデジタル放送受信機用D B Sチューナ100の構成を示すブロック図である。

【図7】ループフィルタ29の基本回路構成の一例を示す回路図である。

【図8】ループゲインKが近傍のフェーズノイズに影響を与える例を説明する図である。

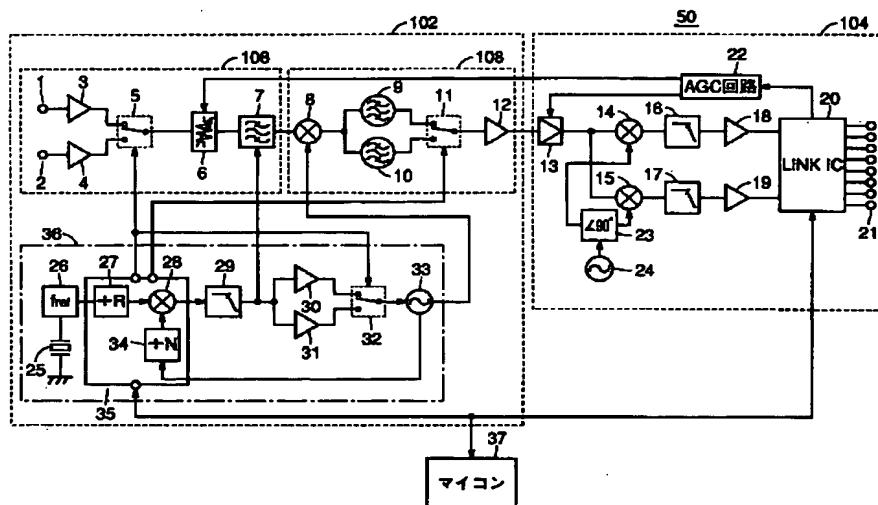
【図9】2つの異なる伝送レート受信時の従来のデジタル放送受信器用D B SチューナのB E R特性の一例を示す図である。

#### 【符号の説明】

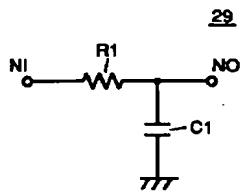
- 1 RF信号入力コネクタ
- 2 RF信号入力コネクタ
- 3, 4 RF増幅器
- 5 入力信号切換回路
- 6 RF-A G C用減衰器
- 7 イメージ妨害除去用B P F
- 8 I Fミキサ
- 9, 10 I F帯域制限用B P F (S A Wフィルタ)
- 11 I F帯域切換回路
- 12 I F増幅器
- 13 I F-A G C用可変利得増幅器
- 14, 15 ベースバンドミキサ
- 16, 17 ベースバンドL P F
- 18, 19 ベースバンド増幅器
- 20 L I N K I C
- 21 8ビットトトランスポートストリームデータ出力
- 22 A G C回路
- 23 90°移相器
- 24 第2局部発振回路(基準位相)
- 25 水晶振動子
- 26 基準発振回路
- 27 リファレンスカウンタ

28 位相比較器	37 マイコン
29 ループフィルタ	38 D A C回路
30, 31 増幅器	39 可変増幅器
32 ループゲイン切換回路	40, 42 抵抗器
33 第1局部発振回路 (V C O)	102 I F信号復調部
34 プログラマブルデバイダ	104 I / Q信号復調部
35 P L Lシンセサイザ I C	106 R F信号入力回路
36, 42, 46, 48 P L L選局回路 (周波数選択 回路)	108 I F信号変換回路

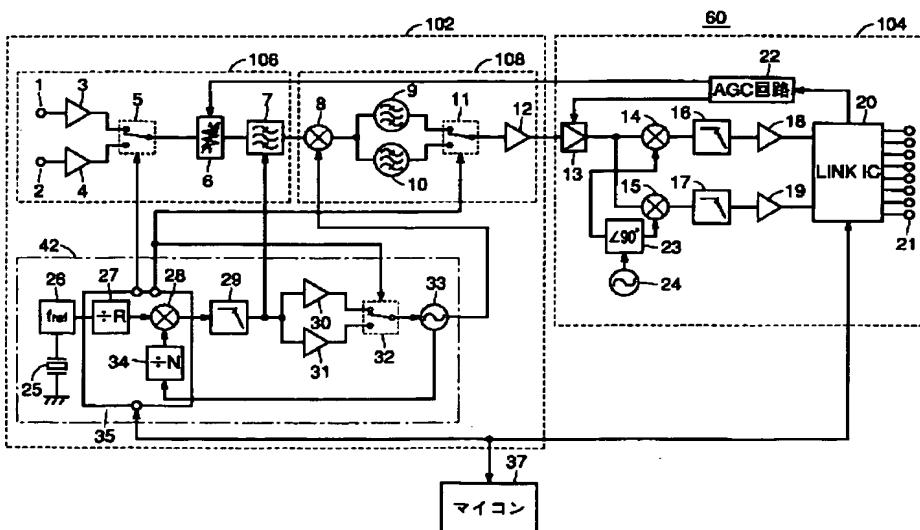
【図1】



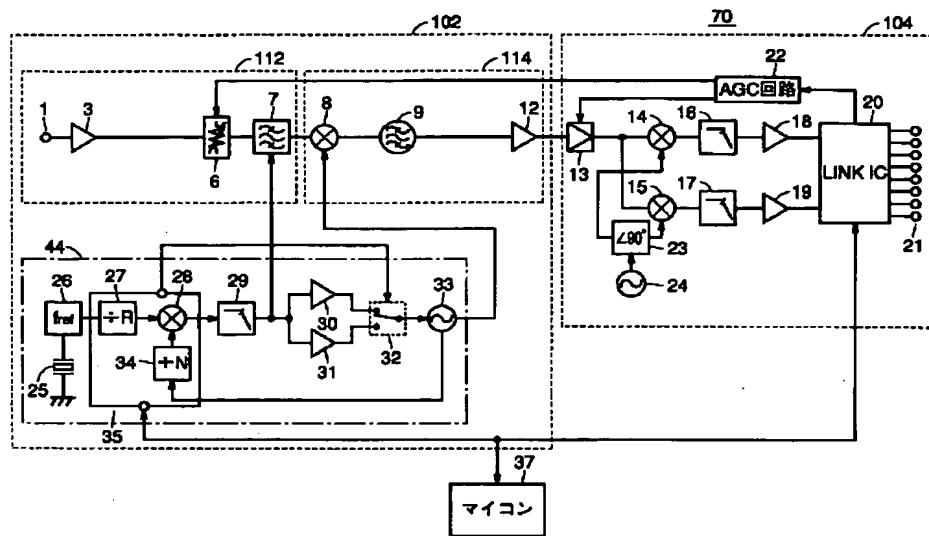
【図7】



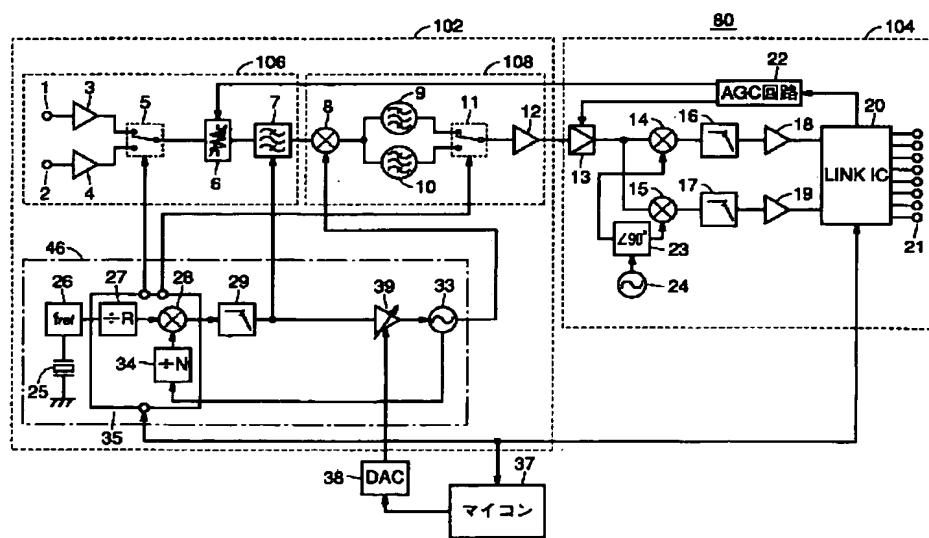
【図2】



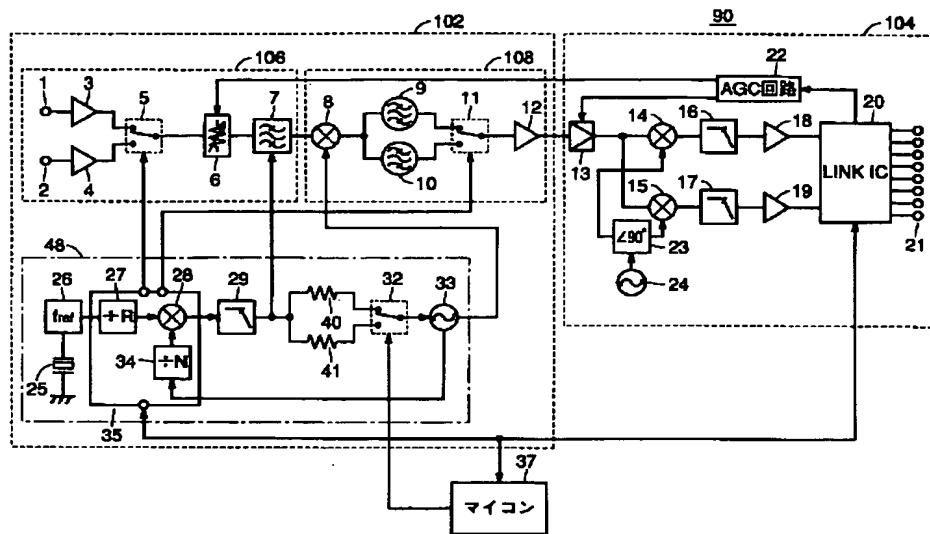
【图3】



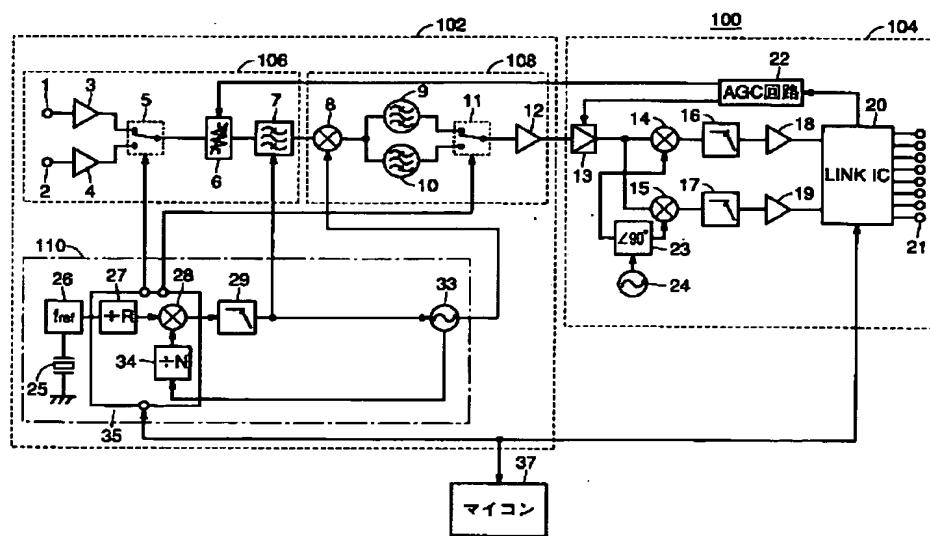
【図4】



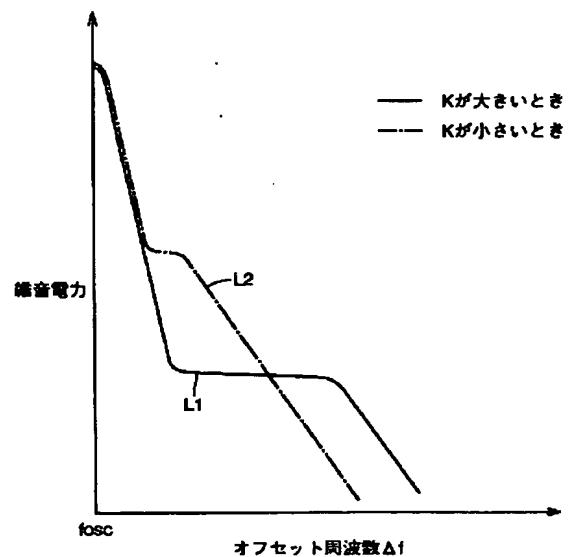
【図5】



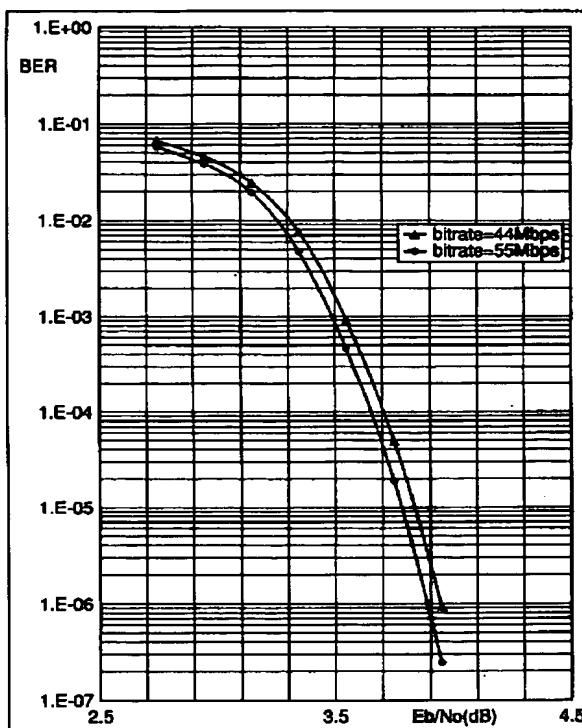
【図6】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

(51) Int. Cl.<sup>7</sup>  
H 0 4 N    7/20

識別記号

F I  
H 0 4 L    27/22

テマコード (参考)

Z

Fターム(参考) 5C025 AA13 AA23 AA25 DA01 DA04  
 5C064 DA02 DA05  
 5J060 AA04 BB01 BB09 CC01 CC21  
 CC41 CC52 DD05 DD09 FF02  
 FF05 GG07 HH04 KK32  
 5K004 AA05 FA05 FH01 FH04 FK14  
 5K020 AA02 BB06 DD12 EE01 EE04  
 EE05 GG02 GG04 GG10 GG12  
 HH13 KK07 LL09